

Method and apparatus for transmission of frequency-division multiplying time-division multiple access system signals with pilot-frequency signs

Publication number: CN1234661

Publication date: 1999-11-10

Inventor: BEINCK R (DE); SEIICHI IZUMI (DE)

Applicant: SONY INTERNATIONAL EUROP CO LT (DE)

Classification:

- international: **H04J11/00; H04L5/02; H04Q7/36; H04J11/00; H04L5/02; H04Q7/36; (IPC1-7): H04L5/02; H04L27/26**

- European: H04L5/02Q

Application number: CN19991002372 19990223

Priority number(s): EP19980103101 19980222

Also published as:



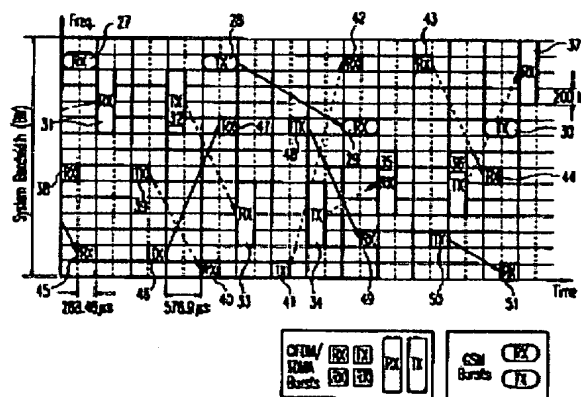
EP0938208 (A1)
US6545997 (B1)
JP2000068975 (/)
CN1218528C (C)

Report a data error he

Abstract not available for CN1234661

Abstract of corresponding document: **EP0938208**

The present invention relates to a transmission method and a transmission apparatus for transmitting signals on the basis of a OFDM/TDMA-system, wherein a plurality of subcarriers being orthogonal to each other are allocated to a variable number of channels, each channel containing a variable number of subcarriers depending on information to be transmitted in said signals, wherein, for the transmission of said signals in a GSM-system having a constant number of predetermined GSM-frequency channels and a constant number of predetermined GSM-timeslots being grouped in GSM-frames, the number of said subcarriers is allocated corresponding to the bandwidth of said GSM-frequency channels, so that a multiple of one resulting OFDM/TDMA-timeslot matches with one or a multiple of one GSM-timeslots, wherein a pilot symbol is allocated to every n-th subcarrier in said GSM-frequency-channels, whereby n is an integer and >1 , and wherein said signals are transmitted. The present invention also proposes a receiving method and a receiving apparatus for receiving corresponding signals. Thereby, a reliable channel estimate and equalization can be performed.



D₁

302

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁶

H04L 5/02

H04L 27/26

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99102372.2

[43]公开日 1999年11月10日

[11]公开号 CN 1234661A

[22]申请日 99.2.23 [21]申请号 99102372.2

[30]优先权

[32]98.2.22 [33]EP [31]98103101.6

[71]申请人 索尼国际(欧洲)股份有限公司

地址 联邦德国科恩

[72]发明人 R·贝恩克

泉诚一

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

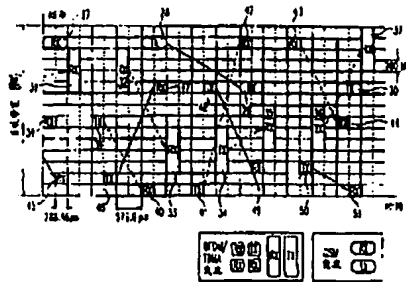
代理人 邹光新 李亚非

权利要求书 3 页 说明书 17 页 附图页数 9 页

[54]发明名称 传输带导频符号频分复用时分多址系统信号的法和设备

[57]摘要

一种 OFDM/TDMA - 系统发送信号的方法和设备, 将正交的多个副载波 分配给可变数目的信道, 每个信道根据所述信号中发送的信息包含可变数目的 副载波, 对于具有恒定数目的预定 GSM - 频道及预定 GSM - 时隙组成 GSM - 帧的 GSM - 系统中所述信号的发送, 多个所述副载波根据所述 GSM - 频道的带宽来分配, 使得多个所得到的单一 OFDM/TDMA - 时隙与一个 或多个单一 GSM - 时隙匹配, 导频符号分配给所述 GSM - 频道中的每个第 n 个副载波, 并且发送所述信号。



ISSN 1008-4274

专利文献出版社出版

权 利 要 求 书

1. 一种基于 OFDM/TDMA 系统发送信号的发送方法包括如下步骤:

将彼此正交的多个副载波分配给可变数目的信道 U_0, U_1, \dots, U_9 , 每个信道根据在所述信号中要发送的信息包含可变数目的副载波 (1),

5 其中, 对于具有恒定数目的预定 GSM-频道和组成 GSM-帧的恒定数目的预定 GSM-时隙的 GSM 系统中所述信号的发送, 根据所述 GSM-频道的带宽分配多个所述副载波 (1), 使得所得的多个单一 OFDM/TDMA-时隙 (T_s) 与一个或多个单一 GSM-时隙相匹配, 其中给每第 n 个副载波分配导频符号, n 是整数而且 $n > 1$, 以及
10 发送所述信号。

2. 根据权利要求 1 的发送方法,

其特征在于,

在所得的多个单一 OFDM/TDMA-时隙 (T_s) 与一个 GSM-时隙相匹配的情况下, 相邻 OFDM/TDMA-时隙中的导频符号彼此在频率上交错。

15 3. 根据权利要求 2 的发送方法,

其特征在于,

相邻 OFDM/TDMA-时隙中的导频符号是对称交错的, 因此一个导频符号分配到相邻 OFDM/TDMA-时隙的两个相应导频符号中间频率中的副载波。

20 4. 根据权利要求 1、2 或 3 的发送方法,

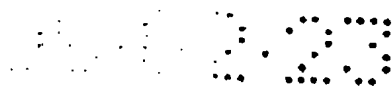
其特征在于,

48 个所述副载波根据所述 GSM-频道带宽分配, 使得 2 个 OFDM/TDMA-时隙匹配 1 个 GSM-时隙, 因此 $n=6$ 或 $n=8$ 。

5. 一种基于 OFDM/TDMA 系统发送信号的发送设备包括:

25 分配装置, 将彼此正交的多个副载波分配给可变数目的信道 (U_0, U_1, \dots, U_9), 每个信道根据在所述信号中要发送的信息包含可变数目的副载波 (1), 其中, 所述分配装置, 对于具有恒定数目的预定 GSM-频道和组成 GSM-帧的恒定数目的预定 GSM-时隙的 GSM 系统中所述信号的发送, 根据所述 GSM-频道的带宽分配多个所述副载波 (1), 使得所得的多个单一 OFDM/TDMA-时隙 (T_s) 与一个或多个单一 GSM-时隙相匹配,
30 并且给每第 n 个副载波分配导频符号, n 是整数而且 $n > 1$, 以及发送所述信号的发送装置。

6. 根据权利要求 5 的发送设备,
其特征在子,
所述分配装置, 在所得的多个单一 OFDM/TDMA-时隙 (T_s) 与一个 GSM-时隙相匹配的情况下, 分配相邻 OFDM/TDMA-时隙中的导频符号,
5 使它们彼此在频率上交错.
7. 根据权利要求 6 的发送方法,
其特征在子,
在所述分配装置中, 相邻 OFDM/TDMA-时隙中的导频符号是对称交错的, 因此一个导频符号分配到相邻 OFDM//TDMA-时隙的两个相应导
10 频符号中间频率中的副载波.
8. 根据权利要求 5、6 或 7 的发送设备,
其特征在子,
在所述分配装置中, 48 个所述副载波根据所述 GSM-频道带宽分配, 使得 2 个 OFDM/TDMA-时隙匹配 1 个 GSM-时隙, 因此 $n=6$ 或 $n=8$.
15 9. 一种接收方法, 接收通过根据权利要求 1 到 4 之一的发送方法发送的信号,
其特征在子, 下列步骤:
接收所发送信号,
基于接收导频符号估计信道传递函数, 以及
20 基于估计的传递函数均衡所述信号中发送的数据符号.
10. 根据权利要求 9 的接收方法,
其特征在子,
所述估计步骤, 执行基于接收导频符号的时间及/或频率插值, 产生所述估计的信道传递函数.
- 25 11. 根据权利要求 9 或 10 的接收方法,
其特征在子,
所述信道传递函数是信道衰减.
12. 一种接收设备, 接收通过根据权利要求 1 到 4 之一的发送方法发送的信号,
30 其特征在子,
接收所发送信号的接收装置,
基于接收导频符号估计信道传递函数的估计装置,



基于估计的传递函数均衡所述信号中发送的数据符号的均衡装置。

13. 根据权利要求 12 的接收设备，
其特征在于，

5 所述估计装置，执行基于接收导频符号的时间及/或频率插值，
产生所述估计的信道传递函数。

14. 根据权利要求 12 或 13 的接收设备，
其特征在于，

所述信道传递函数是信道衰减。

10 15. 传输系统，包括至少一个根据权利要求 5 到 8 之一的发送设备
以及根据权利要求 12 到 14 之一的接收设备。

说明书

传输带导频符号频分复用时分多址 系统信号的方法和设备

5 本发明涉及分别根据权利要求1和权利要求5的、基于OFDM/TDMA系统发送信号的发送方法和发送设备，并且还涉及分别根据权利要求9和权利要求12的、接收通过这种发送方法发送的信号接收方法和接收设备。

10 结合本发明的图1-4解释基于OFDM/TDMA系统传输信号的传输方法和传输设备。在这种传输方法和设备中，彼此正交的多个副载波1可以分配给可变数目的信道 U_0 、 $U_1 \dots U_9$ ，每个信道 U_0 、 $U_1 \dots U_9$ 根据要发送的信息包含可变数目的副载波1，如图1-4所示。图1表示十个频道 U_0 、 $U_1 \dots U_9$ 的一个组。每个频道 U_0 、 $U_1 \dots U_9$ 可以根据要发送的信息包含可变数目的副载波，如图2中信道 U_0 和 U_1 所表示的。信道 U_0 包含多个副载波1，信道 U_1 包含不同于信道 U_0 的几个副载波1。在基于OFDM/TDMA系统发送信号的发送方法和发送设备中，可以根据要发送的信息量给每个信道分配可变数目的副载波1。图2中所示的信道 U_0 包含21个副载波1，而图中所示的信道 U_1 则只包含10个副载波1。因此，信道 U_0 可以按照比信道 U_1 高两倍以上发送速率发送。在每个信道 U_0 、 $U_1 \dots U_9$ 的边缘，放置零功率的单个副载波作为保护带2，以便最小化对邻频段中用户的干扰或满足某种频谱掩模。如果邻频段干扰的影响很小，就不必提供保护带2，而当干扰很厉害时，可以提供多个保护带2。

25 副载波1是由正交频分复用（OFDM）处理产生的。如图3所示， $W(f)$ 所示的波形表示频率轴上的能量， $B(\text{Hz})$ 表示两个相邻副载波之间的距离。OFDM处理提供了多副载波系统，其中可以复接的信道数不受其它信道干扰的限制而且可以自由地根据所分配的带宽来确定。通过改变分配给不同信道的副载波数目，可以改变传输速率或实现可变传输速率。各个信道之间的副载波可以很容易地通过滤波器来分开，藉此可以防止S/N特性的恶化。由于OFDM处理用于多副载波调制，不同信道之间就不一定需要保护带S，藉此实现很高的频谱效率。再进一步，因为可以使用快速傅立叶变换，必要的处理就可以快而少。

再进一步，每组信道中的信道数可以改变，如图 4 所示。在图 4 中，表示了六个信道 U_0, U_1, \dots, U_5 的一个组。在 OFDM/TDMA 系统中，一组信道中的信道数可以根据要传递的信息在系统频段中改变。

在已知的而且标准的 GSM 系统中，使用了称为 GMSK 的一种单载波频率调制。频道是恒定的而且相邻频道之间的间隔（带宽）是 200kHz。FDMA 信道的数目是 124，使用时分多址（TDMA）支持多个并行连接。GSM 系统中的 TDMA 机制是一个时间帧中 8 个 GSM-时隙。GSM-时隙长度是 $576.9\mu s$ ($15/26$ ms)，如图 5 所示。正如图 5 中所看到的，发送的 GSM-时隙没有被发送的突发所占满，为了当系统没有很好同步时减少相邻 GSM-时隙的干扰。保护段是 8, 25 比特，对应于 $30, 5\mu s$ 。保护段分成两部分，一部分处于 GSM 时隙的开始，另一部分处于 GSM 时隙的结尾。

一个 GSM 时间帧由 8 个 GSM 时隙组成，因此长度为 $4615, 4\mu s$ ，如图 6 所示。GSM 系统支持慢跳频，在图 6 中解释。所示的 GSM-时隙 3 是接收时隙。根据 GSM-系统的时分双工（TDD）-体制，相应的发送 GSM-时隙 4 在一些时隙之后发送。再进一步，GSM-系统利用频分双工（FDD）-体制，上行链路和下行链路之间相隔 45MHz，当接收 GSM-时隙 3 在上行链路频段中发送时，发送 GSM-时隙 4 在相应的上行链路频段中发送，反之亦然。下面接着的接收 GSM-时隙 5 当然在与前面的 GSM-时隙 3 相同的上行链路或下行链路频段中发送，但是根据慢跳频处于不同的频道。以频率和干扰分集的观点来看，跳频与交织过程改善了信号的传输。GSM-系统中通常的交织深度是 36, 923ms，对应于 8×8 个 GSM-时隙。

当在基站与一个或多个移动站之间发送信号时，移动站在信号波形上引入了多径失真。幅度和相位都由于移动站移动而随信道特性的改变而被破坏。为了进行发送信号的相干检测，需要可靠的信道估计。这可以通过偶尔发送已知数据或所谓导频符号来得到。相应的接收一侧对导频符号中得到的信道信息做插值，以便得到信道估计，均衡所接收的数据信号。因此发送和接收设备都已知导频符号。

因此，本发明的目的是提供一种发送方法和发送设备，基于兼容 GSM 的 OFDM-TDMA-系统发送信号，以及接收这种信号的接收方法和接收设备，以允许在接收侧做可靠的信道估计。



这个目标是通过根据权利要求 1 的发送方法、根据权利要求 5 的发送设备、根据权利要求 9 的接收方法以及根据权利要求 12 的接收设备来实现的。上述目标也通过根据权利要求 15 的发送系统来实现。

本发明的有利特性在各个子权利要求中定义。

5 基于 OFDM/TDMA-系统发送信号的发送方法包括如下步骤：

将彼此正交的多个副载波分配给可变数目的信道，每个信道根据所述信号中发送的信息包含可变数目的副载波，

其中，对于具有恒定数目的预定 GSM-频道以及恒定数目的预定 GSM-时隙组成 GSM-帧的 GSM-系统中所述信号的发送，多个所述副载波
10 根据所述 GSM-频道的带宽来分配，使得多个所得到的单一 OFDM/TDMA-时隙与一个或多个单一 GSM-时隙匹配，其中导频符号分配给每个第 n 个副载波，这里 n 是整数而且 $n > 1$ ，并

发送所述信号。

根据本发明，基于 OFDM/TDMA-系统发送信号的发送设备包括：

15 分配装置，将彼此正交的多个副载波分配给可变数目的信道，每个信道根据所述信号中发送的信息包含可变数目的副载波，其中，

所述分配装置，对于具有恒定数目的预定 GSM-频道以及恒定数目的预定 GSM-时隙组成 GSM-帧的 GSM-系统中所述信号的发送，将多个所述副载波根据所述 GSM-频道的带宽分配，使得多个所得到的单一
20 OFDM/TDMA-时隙与一个或多个单一 GSM-时隙匹配，并将导频符号分配给每个第 n 个副载波，这里 n 是整数而且 $n > 1$ ，以及

发送所述信号的发送装置。

在所提出的发送系统中，信号在 OFDM/TDMA-系统中或基于 OFDM/TDMA-系统发送，该系统向后兼容标准的 GSM-系统。这个
25 OFDM/TDMA-系统的传输带宽可以与已知的 GSM 频段相同或不同。分配 OFDM/TDMA-系统中相应个数的副载波，使得其带宽与 GSM 频段的带宽或多个带宽匹配或对应。OFDM/TDMA-系统中形成的信号也可以用这种方式在 GSM-系统中发送并/或接收。

根据本发明将导频符号分配给每个第 n 副载波允许精确而可靠的
30 信道测量，并因此在接收侧得到对接收数据信号的可靠纠正。当多个单一 OFDM/TDMA-时隙与单一 GSM-时隙匹配时，相邻 OFDM/TDMA-时隙中的导频符号最好彼此之间是频率交错的。藉此，在接收侧，既允许



信道传递函数的频率插值，也允许时间插值，以保证接收数据信号的可靠纠正。相邻 OFDM/TDMA-时隙中的导频符号可以对称地交错，藉此一个导频符号分配给相邻 OFDM/TDMA-时隙的两个相应导频符号中间的频率中的副载波。藉此，可以在接收侧基于接收导频符号进行最佳插值，以便估计信道的传递函数。

在本发明的另一个有利的实施例中，对应于所述 GSM-频道带宽分配 48 个所述的副载波，因此所述的 2 个 OFDM/TDMA-时隙匹配一个 GSM-时隙，此时 $n=6$ 或 $n=8$ 。通过选择这些参数，使用的导频符号个数被最佳化。为信道函数估计而使用导频符号对所发送的信号引入了不能用于传输数据信号的开销，并因此希望导频符号的个数越少越好。另一方面，在接收侧需要较多的导频符号，以保证可靠的信道函数估计，用于接收数据信号的纠正。所提出的参数考虑到这些矛盾的准则定义了最佳选择。再进一步，这些参数是考虑到本发明用于室内环境而选择的，其信道传递函数—例如信道衰减—一般是平坦的曲线。在这种情况下，只有很少的导频符号是可用的估计所必需的。但是在室外环境中，每个传输信道—例如 GSM-频道—都必须有较多的导频符号，以便能够进行可用的信道传递函数估计。其原因是在室外环境中，信道传递函数—例如信道衰减—由于多径效应以及移动站的较快移动速度会有很大的变化。因此，必须使导频符号适合每个基站一侧，而且也必须相应地选择发送的导频符号数目。子权利要求 4 和 8 中定义

的参数在室内环境中特别有用，其信道衰减一般是平坦曲线而且移动站的移动速度相对较低。

在该发送设备和发送方法中，可以选择对应于一个 GSM-频道而分配的副载波数目，使几个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM-时隙，或者几个 OFDM/TDMA-时隙映射到几个 GSM-时隙，例如，八个 GSM-时隙（一个 GSM-帧）。在 OFDM/TDMA-系统中，一个或多个副载波到时间域的变换产生 OFDM/TDMA-时间突发。根据本发明，一个 OFDM/TDMA 时隙实际上包含一个 OFDM/TDMA-时间突发。

OFDM/TDMA-时隙到 GSM-时隙映射的一个非常重要的结果是可以得到与标准 GSM-系统中相同的交织深度。标准 GSM-交织深度是 8×8 个 GSM-时隙（大约 36,923ms）。在本发明中，一个或多个 OFDM/TDMA-时隙（例如，两个、四个...）映射到一个 GSM-时隙。因此，根据本发



明的系统，要发送的信息单元可以小于标准 GSM-系统。考虑到交织深度这是有好处的。例如，如果两个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM-时隙，8 个 OFDM/TDMA-时隙构成一个帧（8-TDMA），8 帧的交织深度（与 GSM 相同）产生的总交织延迟为 18,461ms，是 GSM-系统中相应的 36,923ms 总交织延迟的一半。因此，根据本发明系统中信息的传输可以用较小的总延迟得到相同的交织（频率和干扰分集）。16 帧的交织深度（大约 36,923ms）得到与标准 GSM-系统相同的总延迟，但是考虑到传输问题（时间、频率和干扰分集）会更可靠。对于语音信号的传输，由于实时的要求，通常希望较小的交织延迟。例如，对于语音信号的传输，最好是小于 40ms 的交织深度和短时帧（4-10ms）。对于数据信号的传输，实时要求不是那么重要，因此可以选择较长的交织深度以便改善数据传输的可靠性。

最好是，要发送的信号以对应于 8×8 个 GSM-时隙的总交织延迟来交织。或者，要发送的信号以对应于 4×8 个 GSM-时隙的总交织延迟来交织。

再进一步，分配步骤可以包括如下步骤：产生时钟、调制要发送的信号并根据所述时钟产生所述数目的副载波、将所述副载波转换成时域突发、并通过给每个所述的时域突发加入保护时间、跳变时间和自适应的保护时间来产生所述 OFDM/TDMA-时隙。

相应地，分配装置可包括：用来产生时钟的时钟产生装置，用来根据该时钟调制要发送的信号并产生所述数目的付载波的调制装置，用来将所述付载波变换成时间实发的变换装置，以及用来通过加一保护时间、跳变时间和自适应保护时间产生所述 OFDM/TDMA 的时隙产生装置。

根据另一方面的优势，定义了根据所述 GSM-频道带宽分配的副载波数目，使所得到的 OFDM/TDMA-时隙很好地与一个或多个单一的 GSM-时隙匹配。

在如下描述中，在 GSM 系统中构成并发送 OFDM/TDMA 信号。多个 OFDM/TDMA 副载波分配给标准 GSM 传输带中的一个或多个 GSM 频道。但是，本发明不限于这个例子而且 OFDM/TDMA 传输带可以与 GSM 传输带不同。在这种情况下，OFDM/TDMA 频道不同于 GSM 频道。但是，OFDM/TDMA 系统副载波的分配是使它们的带宽实际上匹配于或对应于



GSM 频道的带宽或多个带宽，以保证兼容性。

本发明还面向根据权利要求 16 的发送系统。

在如下详细描述中，通过结合各个附图的优选实施例解释了本发明，其中

5 图 1 表示具有可变大小的 OFDM/TDMA-系统的第一组信道，

图 2 更详细地表示图 1 所示的两个信道，以解释每个信道中可变数目的副载波，

图 3 更详细地表示图 2 所示的两个信道中副载波的波形，

10 图 4 表示与图 1 所示的组不同的第二组信道，以解释 OFDM/TDMA-系统中可变的组大小，

图 5 表示标准 GSM-时隙的结构，

图 6 表示标准 GSM-帧的结构，以解释标准 GSM-系统中 TDD 和 FDD 的原理，

图 7 表示 OFDM/TDMA-时隙的一般结构，

15 图 8 更详细地表示 OFDM/TDMA-时隙的结构，

图 9 表示根据本发明的发送设备的基本方案，

图 10 表示根据本发明的接收设备的基本方案，

图 11 表示与 GSM-系统兼容的 OFDM/TDMA-帧的基本结构，

20 图 12 表示根据本发明的共同 OFDM/TDAM 和 GSM 系统的时间-频率栅格，

图 13 表示根据本发明的 OFDM/TDMA-系统的时钟产生装置，

图 14 表示根据本发明的导频符号分配的示意图，

图 15 表示图 9 所示框图的放大部分，以解释交换装置 9b 的功能，

25 图 16 表示室内环境的示范信道衰减图，以解释估计信道衰减的估计过程，以及

图 17 表示室外环境的示范信道衰减图，以解释估计信道衰减的估计过程。

上面已经结合图 1-4 解释了 OFDM/TDMA 系统的一般特性。上面已经结合图 5 和 6 解释了 GSM 系统的一般特性。根据本发明，多个
30 OFDM/TDMA-系统的副载波分配给每个 GSM-频道，使得所得的多个单一 OFDM/TDMA-时隙与一个或多个单一 GSM-时隙相匹配。两个相邻 GSM-频道之间的间隔是 200kHz，而且 GSM-时隙的长度是 15/26ms。根据本



发明, 单一 GSM-频道被分成多个副载波, 选择副载波的数目, 使得所得的多个单一 OFDM/TDMA-时隙恰好填入一个或多个单一 GSM-时隙中. 一个副载波从频域到时域的转换产生一个 OFDM/TDMA-时间突发, 成为所得的 OFDM/TDMA-时隙的最大部分. 在图 7 中, 表示了 OFDM/TDMA-时隙的基本结构. OFDM/TDMA-时隙的基本结构包含一个 OFDM/TDMA-时间突发, 因此 OFDM/TDMA-时间突发的长度 T_{OFDM} 对应于有效调制周期并依赖于副载波-间隔 ($1/\text{副载波-间隔}$). 因此, 副载波间隔依赖于分配给 200kHz 的一个 GSM-频道的副载波数目. 在 OFDM/TDMA-时间突发 T_{OFDM} 之前, 分配一个保护时间 T_0 (前保护时间).

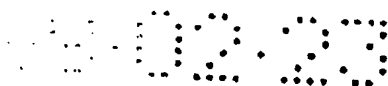
在图 8 中, 表示了 OFDM/TDMA-时隙的详细结构. OFDM/TDMA-时隙的长度对应于调制周期并具有以 μs 为单位的长度 a . 在副载波转换到时域并因此产生 OFDM/TDMA-时间突发之后, 由前保护时间和后保护时间组成的保护时间加入 OFDM/TDMA-时间突发. OFDM/TDMA-时间突发对应于有效的调制周期并具有以 μs 为单位的长度 b . 处于 OFDM/TDMA-时间突发之前的前保护时间长度为以 μs 为单位的 c , 处于 OFDM/TDMA-时间突发之后的后保护时间长度为以 μs 为单位的 e . 然后在发送之前, 该时域信号被成形以便减少寄生发射. 因此, 根据升余弦函数对时域信号的跳变沿成形, 如图 8 所示. 如图 8 中所看到的, OFDM/TDMA-时隙的前部分和后部分的跳变时间分别为以 μs 为单位的长度 d , 并分别与前保护时间和后保护时间有部分的重叠. 后保护时间长度可以为 $0\mu\text{s}$. 在 OFDM/TDMA-时隙开始, 有一段前空闲时间处于跳变时间之前, 在 OFDM/TDMA-时隙结束, 有一段后空闲时间处于跳变时间之后. 前空闲时间和后空闲时间的长度为以 μs 为单位的 f . 因此, 所得的 OFDM/TDMA-时隙由 OFDM/TDMA-时间突发 (有效调制周期)、前保护时间和后保护时间组成的保护时间、跳变时间以及前空闲时间和后空闲时间组成. OFDM/TDMA-时间突发的长度 d 依赖于副载波间隔 ($b=1/f_{\text{scs}}$), 这里 f_{scs} 是以 Hz 为单位的副载波间隔. 根据本发明, 一个 OFDM/TDMA-时隙的长度 a 例如可以对应于 $1, 1/2$ 或者 $1/4$ 个 GSM-时隙.

在图 9 中, 表示了根据本发明的发送设备的基本方案. 待发送的信号 6 馈入信道编码装置 7. 信道编码的信号馈入交织装置 8, 在那里根据所选的交织深度—例如 8×8 个 OFDM/TDMA-帧或 16×8 个



OFDM/TDMA-帧—对它们进行交织。在交换装置 9b 中，导频符号产生装置 9c 中产生的导频符号被提取并分配来自交织装置 8 的的交织信号数据流中。交织的信号馈入调制装置 9a，在那里进行 OFDM 处理，产生所选数目的副载波。设置交换装置 9b，使得在每个 GSM-频道中，已知的导频符号处于或被调制到传输并与待传输的数据信号调制的副载波中的每个第 n 个副载波上。发送设备的这个部分在图 15 中更详细地表示。在逆离散或快速傅立叶变换装置 10 中，副载波被变换到时域。在时隙形成装置 11 中，将保护时间 T_g 提供给时域突发，例如用升余弦函数将时间突发成形。然后在 D/A 变换器 12 中，将 OFDM/TDMA-时隙从数字变换到模拟信号，然后在 RF-上变频装置 13 中上变频。然后由天线 15 将所处理的信号发射。时钟产生装置 14 提供交织装置 8、调制装置 9a、交换装置 9b、逆离散/快速傅立叶变换装置 10 以及时隙形成装置 11 所必须的时钟信号。时钟产生装置 14 可以包含一个切换装置，根据所需的发送系统产生时钟。例如，时钟产生装置 14 可以由切换装置控制，为调制装置 9a 提供不同的时钟信号，产生不同数目的副载波。

在图 10 中，表示了根据本发明的接收设备的基本方案。天线 15 接收发射信号，在 RF-下变频装置 16 中下变频。然后，在 A/D 变换器 17 中将下变频的信号数字化。然后在离散/快速傅立叶变换装置 19 中将变频的信号转换到频域，离散/快速傅立叶变换装置 19 由时间同步装置 18a 和频率同步装置 18b 进行时间和频率同步。上述与数据信号、信令信号、导频信号等调制的副载波在离散/快速傅立叶变换装置 19 中输出的频域信号，在解调装置 20a 中解调。因此，接收设备的估计装置 20b 根据相应发送设备的交换装置 9b 和导频符号产生装置 9c 来设置。换句话说，在本发明的发送系统中，发送设备和接收设备基于各自已知的导频符号和各自已知的每个 GSM-频道中副载波的导频符号调制率而工作。例如，如果发送设备在移动站中实现，而且接收设备在无线电信系统的基站中实现，移动站和基站分别已知导频符号，并已知各自的哪个副载波正在发送导频符号。接收设备的估计装置 20b 将接收的导频符号与已知的一例如存储在存储器中的一导频符号进行比较，并基于已知的导频符号进行信道传递函数—例如信道衰减—的估计，然后进行时间及/或频率插值以产生估计的信道传递函数。



通过估计的信道传递函数，均衡装置 20c 均衡所发送的数据符号。这样可以实现可靠而正确的发送数据均衡，如结合图 16 和 17 更详细解释的那样。均衡的信号在解交织装置 21 中解交织。然后解交织的信号在信道解码装置 22 中解码。然后按照需要再处理信道解码的数据 23。
5 时间同步装置 18a、频率同步装置 18b、离散傅立叶变换装置 19、解调装置 20a、估计装置 20b、均衡装置 20c、以及解交织装置 21 都由时钟产生装置 52 提供必要的时钟信号。

下面，作为 GSM-系统中 OFDM/TDMA-系统向后兼容的优选解决方案，提出副载波数目和映射到一个或多个 GSM-时隙中的 OFDM/TDMA-
10 时隙数目的优选组合。因此，作为向后兼容的基础，所用频率间隔是 200kHz，对应于 GSM-系统频道的带宽。选择副载波数目保证 OFDM/TDMA-系统到 GSM-时隙结构或 GSM-帧结构的向后兼容。因此，甚至多个单一 GSM-时隙或一个 GSM-帧被细分成从多个副载波得到的恰当设计的 OFDM/TDMA-时隙。根据本发明，进一步保证了利用互-交
15 织增强时间-频率分集的交织以及 GSM-向后兼容是可能的。而且，还考虑了实际延迟—例如对于语音信号，以及放松的交织延迟限制—例如对于数据信号的传输。下面的优选实施例被认为是 OFDM/TDMA-系统作为在信道分配（频率）和时间结构（GSM-时隙或 GSM-帧）中的 GSM-向后兼容的最佳解决方案。

20 在如下实施例中，建议将 1、2、3 或 4 个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM-时隙中。因此，前保护时间和后保护时间是可选的，但是是优选的。

1st 实施例：

在 1st 实施例中，总副载波数是 48，因此边界上的一个或多个副
25 载波可以不进行调制以便减少对相邻频率间隔的干扰。所得到的副载波间隔是 $200\text{kHz}/48=4,166\text{kHz}$ ，导致 OFDM/TDMA-时间突发 T_{OFDM} 为 $48/200\text{kHz}=240\mu\text{s}$ 。因此，相比 GSM-符号持续时间（ μs 范围），其符号持续时间（ $240\mu\text{s}$ ）非常长，对避免由于无线信道延迟包络带来的符号间干扰有好处。

30 第一实施例中的保护时间（前保护时间和后保护时间）设为 $30\mu\text{s}$ ，因此必须注意到保护时间必须根据所期望的信道延迟包络（多径环境）来设置。跳变时间设为 10 到 $20\mu\text{s}$ ，使总的 OFDM/TDMA-时隙

T₁ 的长度为 280 到 290 μ s. 这恰好填入 576, 923 μ s 的基本 GSM-时隙的 1/2. 因此, 在 1st 实施例中, 两个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM-时隙, 如果必要的话带有适配时间保护。

基本时钟是 240 μ s/64=3, 75 μ s. 保护时间 (前和后保护时间) 可以设为 30 μ s (前保护: 22.5 μ s=6 抽样, 后保护: 7.5 μ s=2 抽样), 跳变时间可以设为 15.0 μ s (=4 抽样), 使得总符号时间为 (250 μ s/64) * (64+6+2+4) =285 μ s.

第一实施例中优选的交织方案基于 OFDM/TDMA-帧长度为 2, 3077ms, 即 8 个 OFDM/TDMA-时隙 T₁. 优选交织深度为 8 \times 8 个 OFDM/TDMA-帧 (总交织延迟 18, 461ms) 或 16 \times 8 个 OFDM/TDMA-帧 (总交织延迟 36, 923ms). 而且 12 \times 8 个 OFDM/TDMA-帧的交织深度是可能的 (总交织延迟 27, 692ms). 因此 8 \times 8 个 OFDM/TDMA-帧的交织深度允许数据传输有与标准 GSM 相同的交织器设计和性能, 而 16 \times 8 个 OFDM/TDMA-帧的交织深度允许数据传输有与标准 GSM 系统相同的交织延迟, 但更好的性能 (交织增益).

2nd 实施例:

在 2nd 实施例中, 总副载波数选为 32, 其中边界上的一个或多个副载波可以不进行调制以便减少对相邻频率间隔的干扰. 副载波间隔是 200kHz/32=6. 25kHz, 导致 OFDM/TDMA-突发为 1/6. 25kHz=160 μ s. 保护时间 (前和后保护时间) 可以设为 20 μ s, 跳变时间可以设为 10.0 μ s, 使得总 OFDM/TDMA-时隙为 190 μ s. 3 个 OFDM/TDMA-时隙 T₁ 映射到一个 GSM-时隙, 带有适配时间保护. 换句话说, 一个 OFDM/TDMA-时隙 T₁ 映射到 1/3 个 GSM-时隙.

基本时钟设置为 160 μ s/32=5 μ s. 为了更精确, 保护时间 (前和后保护时间) 可以设置为 20 μ s (前保护: 15.0 μ s=3 抽样, 后保护: 5 μ s=1 抽样), 跳变时间可以设为 10.0 μ s (=2 抽样), 使总符号时间为 (160 μ s/32) * (32+3+1+2) =190 μ s.

2nd 实施例中优选的交织方案基于包含 6 个 OFDM/TDMA-时隙的 OFDM/TDMA-帧映射到 2 个 GSM-时隙. 优选交织深度为 4 \times 4 个 OFDM/TDMA-帧 (总交织延迟 18, 461ms) 或 8 \times 4 个 OFDM/TDMA-帧 (总交织延迟 36, 923ms). 而且可以设置 6 \times 4 个 OFDM/TDMA-帧的交织深度 (总交织延迟 27, 692ms).

3rd 实施例:

在 3rd 实施例中, 总副载波数选为 24, 其中边界上的一个或多个副载波可以不进行调制以便减少对相邻频率间隔的干扰. 副载波间隔是 $200\text{kHz}/24=8.33\text{kHz}$, 导致 OFDM/TDMA-突发为 $1/8.33\text{kHz}=120\mu\text{s}$. 保护时间 (前和后保护时间) 可以设为 $15\mu\text{s}$, 跳变时间可以设为 $9\mu\text{s}$, 使得总 OFDM/TDMA-时隙为 $144\mu\text{s}$. 4 个 OFDM/TDMA-时隙 T_i 映射到一个 GSM-时隙, 带有适配时间保护. 根据 3rd 实施例的方案对于快速变化信道环境是非常有利的. 换句话说, 一个 OFDM/TDMA-时隙 T_i 映射到 1/4 个 GSM-时隙.

- 10 基本时钟设置为 $120\mu\text{s}/32=3.75\mu\text{s}$. 为了更精确, 保护时间 (前和后保护时间) 可以设置为 $15\mu\text{s}$ (前保护: $11.25\mu\text{s}=3$ 抽样, 后保护: $3.75\mu\text{s}=1$ 抽样), 跳变时间可以设为 $7.5\mu\text{s}$ ($=2$ 抽样), 使总符号时间为 $(120\mu\text{s}/32) * (32+3+1+2) = 142.5\mu\text{s}$.

- 15 3rd 实施例中优选的交织方案基于包含 4 个 OFDM/TDMA-时隙的 OFDM/TDMA-帧映射到 1 个 GSM-时隙. 优选交织深度为 4×4 个 OFDM/TDMA-帧 (总交织延迟 $18,461\text{ms}$) 或 8×4 个 OFDM/TDMA-帧 (总交织延迟 $36,923\text{ms}$). 而且可以设置 6×4 个 OFDM/TDMA-帧的交织深度 (总交织延迟 $27,692\text{ms}$).

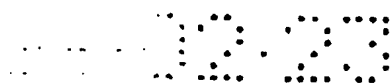
4th 实施例:

- 20 在 4th 实施例中, 总副载波数选为 104, 其中边界上的一个或多个副载波可以不进行调制以便减少对相邻频率间隔的干扰. 副载波间隔是 $200\text{kHz}/104=1.923\text{kHz}$, 导致 OFDM/TDMA-突发为 $1/1.923\text{kHz}=520\mu\text{s}$. 保护时间 (前和后保护时间) 可以设为 $25\mu\text{s}$, 跳变时间可以设为 $15\mu\text{s}$, 使得总 OFDM/TDMA-时隙为 $560\mu\text{s}$. 1 个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM-时隙, 带有 $17\mu\text{s}$ 的适配保护.

- 25 基本时钟设置为 $520\mu\text{s}/128=4.0625\mu\text{s}$. 为了更精确, 保护时间 (前和后保护时间) 可以设置为 $28.4375\mu\text{s}$ (前保护: $20.3125\mu\text{s}=5$ 抽样, 后保护: $8.125\mu\text{s}=2$ 抽样), 跳变时间可以设为 $12.1875\mu\text{s}$ ($=3$ 抽样), 使总符号时间为 $(520\mu\text{s}/128) * (128+5+2+3) = 560.625\mu\text{s}$.

- 30 交织方案与 GSM 相同 (8 TDMA 内 8 帧).

在所有上述实施例中, 交织方案可以针对不同的数据率而动态改变. 对于延迟要求不太严格的应用, 例如数据业务或图片及视频业务,



上述实施例中的交织器方案可以增强以便动态地改善时间和频率分集效果。但是，为了确保 GSM-兼容性，对于利用 1 个 GSM-时隙的映射方案最好选择 2、4 和 8 个 GSM-时隙。对于使用一个 GSM-帧作为基本 OFDM/TDMA-帧的映射方案，最好选择 1、2 和 4 的倍数。

- 5 上面提出的兼容方案可以实现以最小的适配代价结合使用 OFDM/TDMA 和 GSM-系统。而且，GSM 到 OFDM/TDMA 的切换以及相反切换可以很容易地进行。两个系统的互操作性在下面参考图 11 和 12 的例子中描述。

- 10 在图 11 中，由 8 个 OFDM/TDMA-时隙组成的基本 OFDM/TDMA-帧映射到半个 GSM-时隙，导致总共 16 个 OFDM/TDMA-时隙映射到 8 个 GSM-时隙。换句话说，2 个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM-时隙。在图 11 中，表示了由 8 个 OFDM/TDMA-时隙组成的 2,308ms 的子帧。OFDM/TDMA-时隙 24 是接收数据的时隙，OFDM/TDMA-时隙 25 是发送数据的时隙，OFDM/TDMA-时隙 26 是接收下一子帧数据的下一个相应时隙。在两个时隙 25 和 26 之间，可以出现慢跳频。2,308ms 的子帧长度使 16 个子帧长 36,923ms。这对于根据本发明使用的交织装置来说很重要。交织装置在 16 个子帧上扩展数据比特，使用时间、频率和干扰分集得到抗传输误码的较好坚固性 (robustness)，而且整个交织延迟只有 36,92ms。如上所述，对于具有实时要求的语音连接来说，很小的交织延迟是很重要的。16 个 OFDM/TDMA-子帧的交织精确地对应于长度为 36,923ms 的 8×8 个 GSM-帧的交织深度。

- 20 有了上面解释的参数，OFDM/TDMA-系统可以与现有的 GSM-系统共存，并在时隙、频率和交织上向后兼容。此外，该系统可以共存于具有公共分配的频率范围的公共系统。本发明的一个好处是多个时隙及/或多个频率间隔可以分配给一个用户以便提高数据率。在图 12 中，表示了公共 OFDM/TDMA 及 GSM-系统中的时间频率格点。图 12 表示时间/频率间隔分配给 3 个 OFDM/TDMA 用户以及 1 个 GSM 用户。OFDM/TDMA 用户使用结合图 11 解释的方案，一个 OFDM/TDMA-时隙映射到半个 GSM-时隙。两个 OFDM/TDMA-用户以普通数据率在 200kHz 的 GSM-频道内发送数据，而第三个 OFDM/TDMA 用户则在 4 个 GSM 频道内以较高的数据率发送数据。

GSM-用户使用接收 GSM-时隙 27、发送 GSM-时隙 28、接收 GSM-



时隙 29 和发送 GSM-时隙 30. 在发送 GSM-时隙 28 和接收 GSM-时隙 29 之间, 发生慢跳频, 而且在各个接收和发送 GSM-时隙之间实现 TDMA-处理. 以普通数据率发送数据的第一 OFDM/TDMA-用户使用第一接收 OFDM/TDMA-时隙 38、发送 OFDM/TDMA-时隙 39、接收 OFDM/TDMA-时隙 40、发送 OFDM/TDMA-时隙 41、接收 OFDM/TDMA-时隙 42、发送 OFDM/TDMA-时隙 43 以及接收 OFDM/TDMA-时隙 44. 在各个接收和发送 OFDM/TDMA-时隙之间, 实现 TDMA-处理, 而在各个发送时隙和下一个接收时隙之间, 发生慢跳频. 第二个用户情况相同, 使用接收 OFDM/TDMA-时隙 45、发送 OFDM/TDMA-时隙 46、接收 OFDM/TDMA-时隙 47、发送 OFDM/TDMA-时隙 48、接收 OFDM/TDMA-时隙 48、发送 OFDM/TDMA-时隙 50 以及接收 OFDM/TDMA-时隙 51. 以高数据率发送数据的第三个 OFDM/TDMA-用户, 使用接收 OFDM/TDMA-时隙 31、发送 OFDM/TDMA-时隙 32、接收 OFDM/TDMA-时隙 33、发送 OFDM/TDMA-时隙 34、接收 OFDM/TDMA-时隙 35、发送 OFDM/TDMA-时隙 36 以及接收 OFDM/TDMA-时隙 37. 而且对于第三个 OFDM/TDMA-用户, 在各个接收和发送 OFDM/TDMA-时隙之间实现 TDMA-处理, 并在各个发送和接收时隙之间, 发生慢跳频.

在图 13 中, 表示了发送及/或接收设备的时钟产生装置 52, 它能够根据本发明产生 GSM-系统和 OFDM/TDMA-系统都必需的时钟. 时钟产生装置 52 基于使用用于 GSM-系统中的 26MHz 的公共参考时钟. 时钟产生装置 52 包括产生 26MHz 时钟的振荡器 53. 时钟产生装置 52 还包括多个分频器及/或倍频器 54 到 70, 选择性地为所用的 OFDM/TDMA-系统所使用. 在图 13 中, 表示了所有可能的分频器和倍频器, 以产生本申请中所描述的所有实施例所必需的时钟. 但是, 各个所选实施例不需要的组件可以略去.

振荡器 53 的输出被分频器 54 除以 65, 再在各个分频器 55 和 56 中分别除 2, 以产生 GSM-系统和 OFDM/TDMA-系统的 200kHz 时钟. 在 OFDM/TDMA-系统中, 200kHz 时钟是将 3 个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM 时隙的基本时钟. 在 GSM 系统中, 200kHz 时钟是载波和同步参考时钟.

分频器 54 的输出在倍频器 57 中乘 2, 再在分频器 58 中除 3, 产生 266.666kHz 的时钟, 这是 OFDM/TDMA-系统中将一个 OFDM/TDMA-时



隙映射到一个 GSM 时隙以及将 4 个 OFDM/TDMA-时隙映射到一个 GSM 时隙的基本时钟。倍频器 57 的输出再在倍频器 59 中乘 4, 然后在分频器 60 中除以 13, 产生 246.154kHz 的时钟, 这是 OFDM/TDMA-系统中将一个 OFDM/TDMA 时隙映射到一个 GSM 时隙的基本时钟。

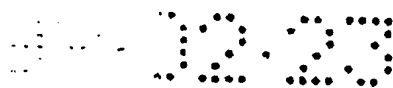
5 振荡器 53 (26MHz) 的输出在分频器 61 中除 2, 再在分频器 62 中除以 48, 产生 270.83kHz 的时钟, 这是 GSM-系统中的比特时钟。分频器 61 的输出再在分频器 63 中除以 625, 然后在分频器 64 中除以 4, 产生 5.20kHz 的时钟, 这是 OFDM/TDMA-系统中将 3 个 OFDM/TDMA 时隙映射到一个 GSM 时隙所必需的时钟。

10 分频器 63 的输出还在分频器 65 中除 3, 产生 6.933kHz 的时钟, 这是 OFDM/TDMA-系统将 4 个 OFDM/TDMA 时隙映射到一个 GSM 时隙所必需的时钟。分频器 65 的输出还在分频器 66 中除 2, 产生 3.466kHz 的时钟, 这是 OFDM/TDMA-系统中, 将 2 个 OFDM/TDMA 时隙映射到一个 GSM 时隙所必需的时钟。分频器 66 的输出还在分频器 67 中除 2, 产生
15 1.733kHz 的时钟, 这是 OFDM/TDMA-系统中将一个 OFDM/TDMA 时隙映射到一个 GSM 时隙所必需的时钟。1.733kHz 的时钟也是 GSM-系统中 GSM 时隙所必需的时钟。

分频器 67 的输出还在分频器 68 中除 2, 产生 866.66Hz 的时钟, 这是一种 OFDM/TDMA-系统的帧时钟, 操作模式基于持续时间为
20 1,1538ms 的帧 (精确地为 GSM 帧长的 1/4)。分频器 68 的输出还在分频器 69 中除 2, 产生 433.33Hz 的时钟, 这是一种 OFDM/TDMA-系统的帧时钟, 操作模式基于持续时间为 2,3077ms 的帧 (精确地为 GSM 帧长的 1/2)。分频器 69 的输出还在分频器 70 中除 2, 产生 216.66Hz 的时钟, 这是一种 OFDM/TDMA-系统的帧时钟, 操作模型基于持续时间
25 为 4,6154ms 的帧 (精确地为一个 GSM 帧长)。216.66Hz 的时钟也是 GSM-系统的帧时钟。

使用所建议的分频比以及时钟倍频, 可以很容易地产生生成必需的 OFDM/TDMA-时隙和突发所必需的所有时钟信号。不使用所有建议的 OFDM/TDMA-结构的系统可以忽略所示时钟树中不用的分支来实现。已经说明了易与 GSM 兼容的所有参数 (副载波数目、副载波间隔、映射
30 GSM-时隙、FFT 分辨率) 并可以从公共 GSM 时钟振荡器中得到。

本发明包括 OFDM/TDMA-系统的突发 (时域) 和频率间隔分配, 尽



可能地与现有的 GSM-突发和频率结构向后兼容。选择 OFDM/TDMA-系统的参数以支持移动环境中的可变带宽业务。

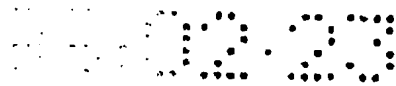
图 14 表示了一个示意图，解释根据本发明的导频符号分配。在图 14 中，表示了 OFDM/TDMA-信道 U_0 。在这个例子中所示的信道 U_0 包括六个 GSM-频道。正如上面所解释的，OFDM/TDMA 系统的发送频段可以与 GSM 发送频段不同，以便根据 GSM 频道带宽分配副载波。尽管如此，在所解释的情况中，OFDM/TDMA 信道分配给 GSM 频道。由于 GSM-频道的带宽是 200kHz，信道 U_0 的带宽在这种情况下是 1,2MHz。图 14 中所示的情况对应于上面所解释的第一实施例，分配到一个 GSM 频道的总副载波数是 48，使得两个 OFDM/TDMA-时隙 101 和 102 映射到持续时间为 2676,9 μ s 的一个 GSM-时隙。在这个例子中 OFDM/TDMA-信道 U_0 的一般结构示于图 14A。

在图 14B 中，更详细地表示了分配到具有 200kHz 带宽的 GSM-频道的副载波 1。为了清楚起见，图 14B 中只表示了 48 个副载波的一半，即 24 个副载波 1。48 个副载波 1 到一个 GSM-频道的分配使得两个 OFDM/TDMA-时隙 101、102 映射到一个 GSM-时隙，正如从图 14 中所明了的。第一 OFDM/TDMA-时隙 101 分别示于图 14B 和图 14C 的左栏，而第二 OFDM/TDMA-时隙 102 分别示于图 14B 和图 14C 的右栏。

在图 14B 中，导频符号 100' 分配给每个 6th 副载波 1。因此，用导频符号 100 调制的第一 OFDM/TDMA-时隙 101 的副载波和用导频符号 100' 调制的第二 OFDM/TDMA-时隙的副载波 1 是交错的，使得第二时隙 102 的导频符号 100' 具有时隙 101 的导频符号 100 的各个中间频率。对于图 14C 所示的例子也是这样，导频符号 103、103' 分配给每个 8th 副载波 1。图 14B 和 14C 所示的没有用导频符号 1 调制的副载波 1，用数据信号调制。图 14B 所示的例子具有导频符号的密度为 $1/6=16.6\%$ 。图 14C 所示的例子具有导频符号的密度为 $1/8=12.5\%$ 。

必须注意的是，在上面所解释的第二、第三和第四实施例的情况下，一个 GSM-时隙内副载波的数目与图 14 中所示的副载波数不同，而且包括在一个 GSM-时隙中的 OFDM/TDMA-时隙数可以是 1、3 或 4。在该情况下，3 或 4 个 OFDM/TDMA-时隙包括在一个 GSM-时隙中，图 14 中所解释的交错方案必须比照使用。

在图 15 中，更详细地解释图 9 所示的一部分框图。交织装置 8



通过交换装置 9b 对调制装置 9a 提供数据流, 例如数据信号 d_0, d_1, \dots 。交换装置 9b 将导频符号产生装置 9c—例如可以是一个存储器—中产生的导频符号 $p_0, p_1, p_2, p_3, \dots$ 插入数据流的数据中, 使得导频符号分配并调制到后面的调制装置 9a 所产生的每第 n 个副载波上。在图 15 所示的例子中, 交换装置 9b 将导频符号插入数据流的数据之间, 使得导频符号分配给调制装置 9a 产生的每 6^{th} 副载波上。这种情况对应于图 14B 所示的情况。

其例子示于图 10 的接收设备, 使用所发送的导频符号估计信道传递函数。例如, 估计的信道传递函数是信道衰减。根据本发明的估计装置 20b 中的信道衰减估计以及接收设备的均衡装置 20c 中相应的接收数据信号均衡的示例解释结合图 16 和 17 给出。

在图 16 中, 表示了室内环境情况下信道衰减的例子。根据本发明的传输系统包括基站(接收设备)和一个或多个移动站(发送设备), 例如在这种情况下移动站是用于建筑物内, 移动站的移动速度相对较慢而且多径效应不太重要, 信道衰减通常是平坦曲线, 如图 16 所示。在这种情况下, 只要很少数目的导频符号就足够使接收设备进行正确的信道衰减估计。估计装置 20b 将接收的导频符号与已知的导频符号—例如存储在存储器中—相比较, 并进行数据调制副载波的时间及/或频率插值。因此图 16 中所示的例子可以关联于图 14C 所示的例子, 其中每第 n 个副载波传输导频符号。在这种情况下, 两个相邻 OFDM/TDMA-时隙 101 和 102 的导频符号是交错的。因此, 估计装置 20b 针对第一 OFDM/TDMA-时隙 101 的每个导频符号 100 计算估计的衰减值, 并对第二 OFDM/TDMA-时隙 102 的导频符号 100' 计算信道衰减值。如图 16 所示, 导频符号 100 和 100' 是等距离交错的。然后, 估计装置 19b 估计一条插值曲线, 连接针对功率符号 100 和 100' 所计算的信道衰减值。然后均衡装置 20c 使用所计算或估计的信道衰减曲线, 均衡发送的数据信号。

在图 17 中, 表示了对于室外环境的信道衰减曲线。如图 17 所示, 该曲线表示出比图 16 所示的室内环境更多的变化。因此, 在这种情况下需要更多的导频符号, 确保对发送数据信号的正确均衡。因此, 并且如图 17 所示, 对每个 GSM-频道中的副载波分配了更多的导频符号。在这种情况下, 例如每 4^{th} 个副载波可以与一个导频符号调制。如图 16

- 和 17 所示, 估计装置 20b 通过检测接收的已知导频符号副载波的幅度和相位变化, 估计信道传递函数, 例如信道衰减。因此, 使用二维均衡-插值方案, 例如使用多个相邻 OFDM/TDMA-时隙的时域插值及/或使用导频符号副载波的频域插值。在多个相邻 OFDM/TDMA-时隙情况下,
- 5 等距离地分配给相应副载波的导频符号的位置, 每个 OFDM/TDMA-时隙都不同。

说明书附图

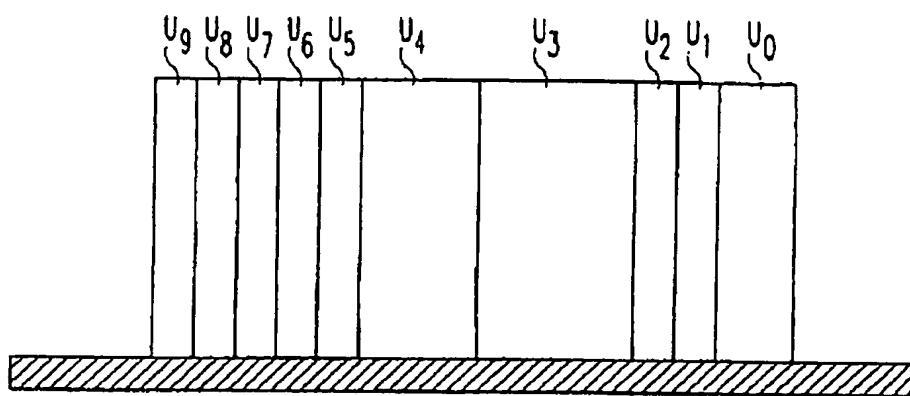


图 1

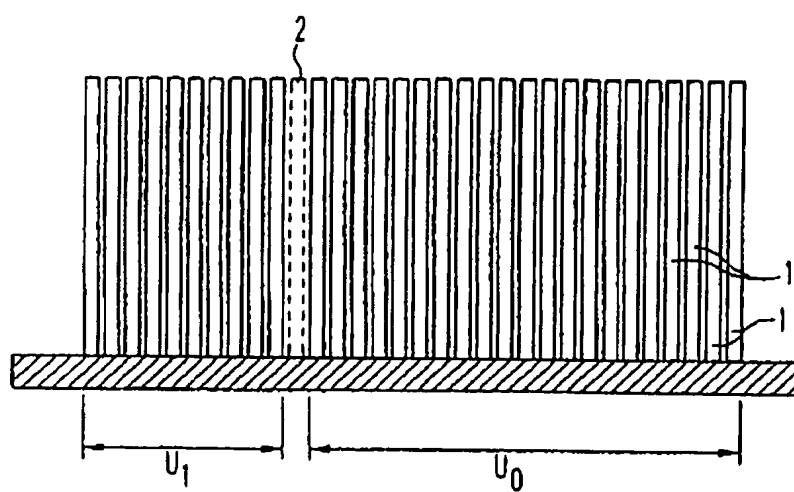


图 2

4.02.33

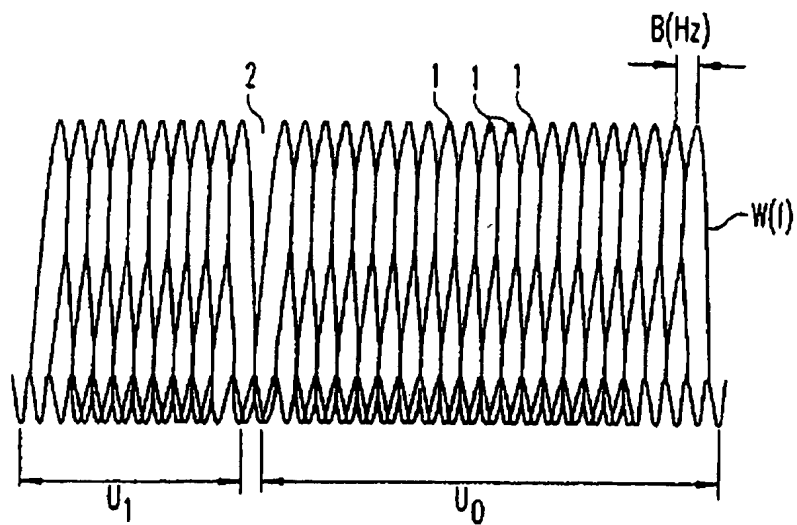


图 3

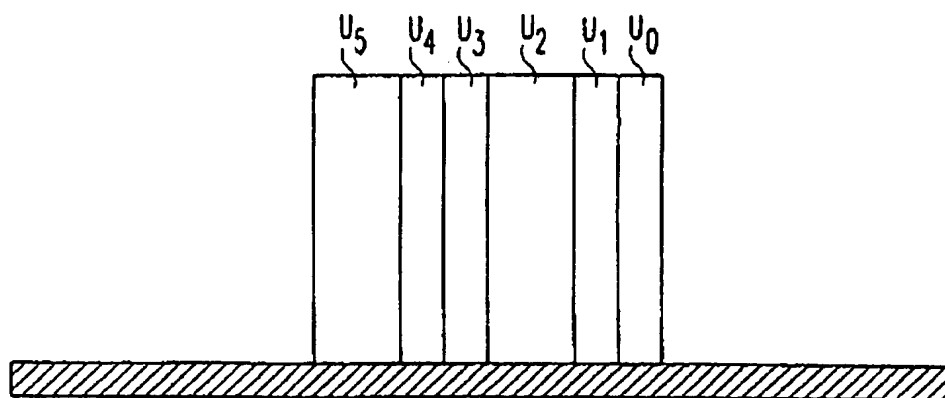


图 4

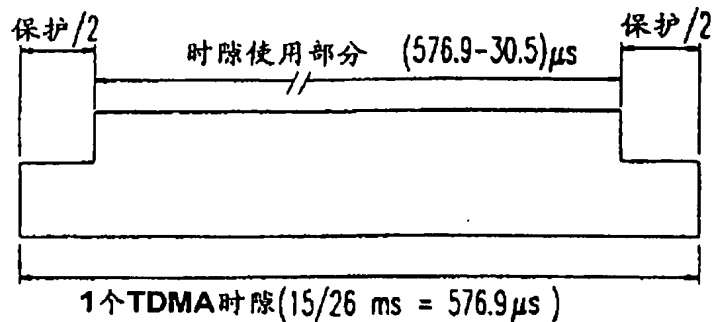


图 5

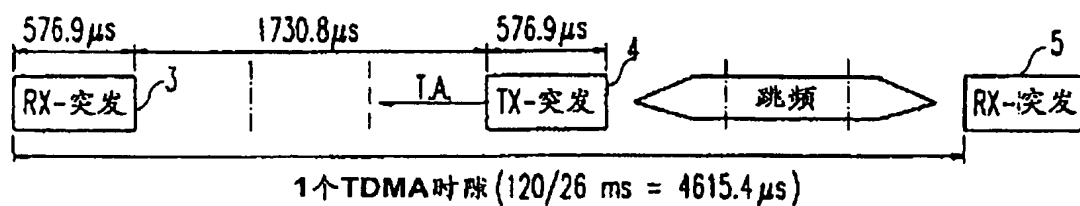


图 6

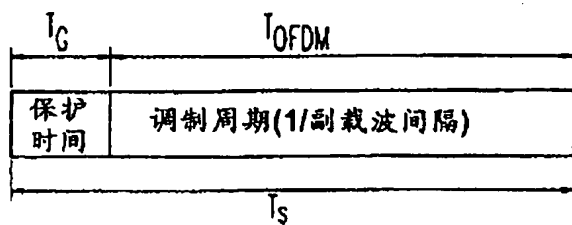


图 7

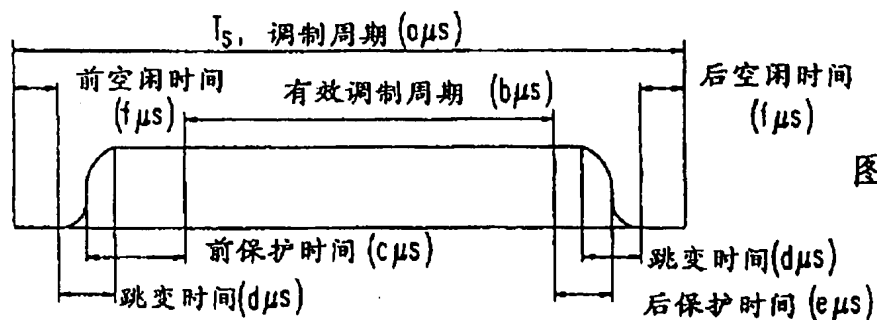


图 8

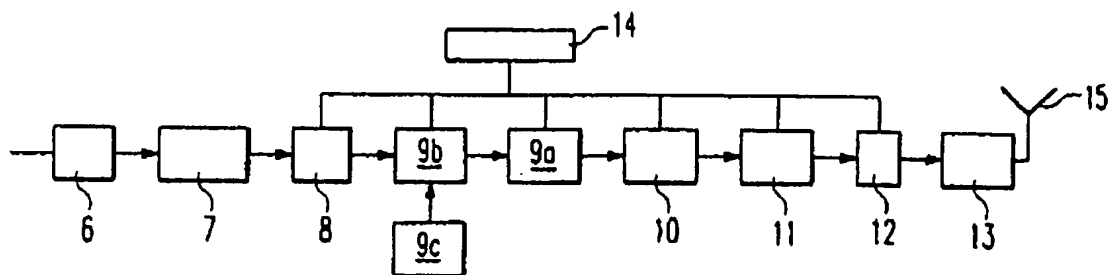


图 9

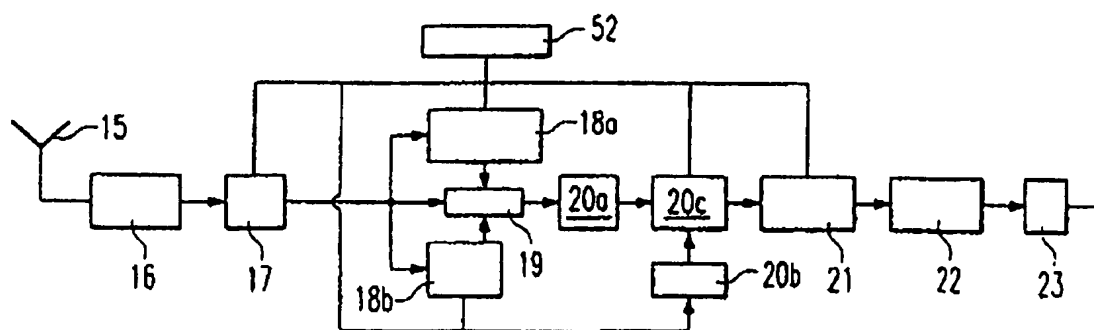


图 10

12.03

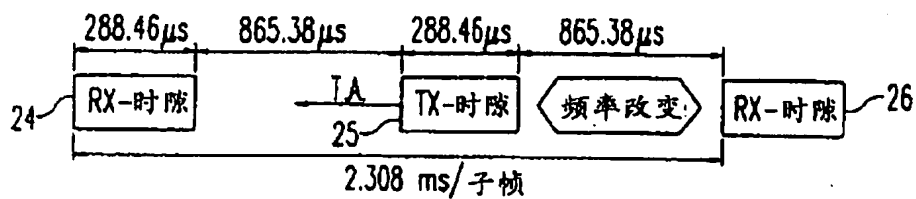


图 11

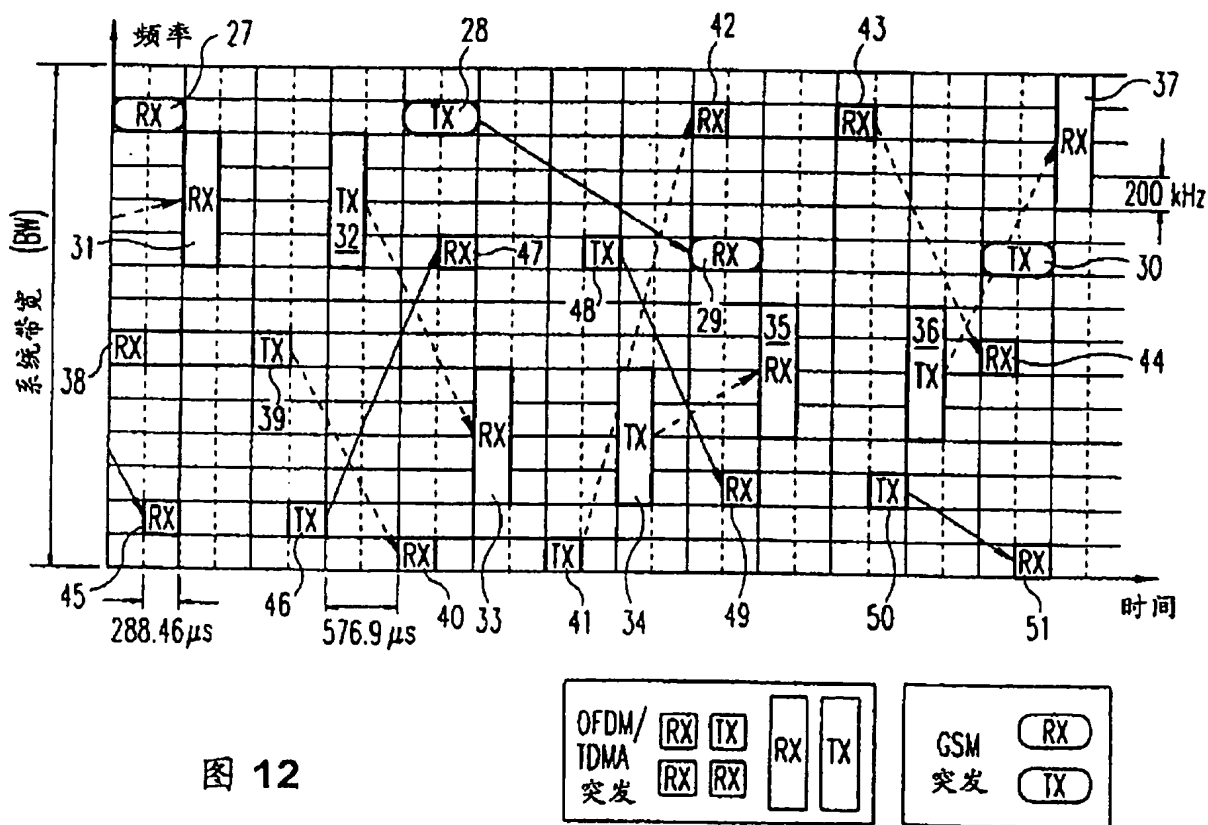


图 12

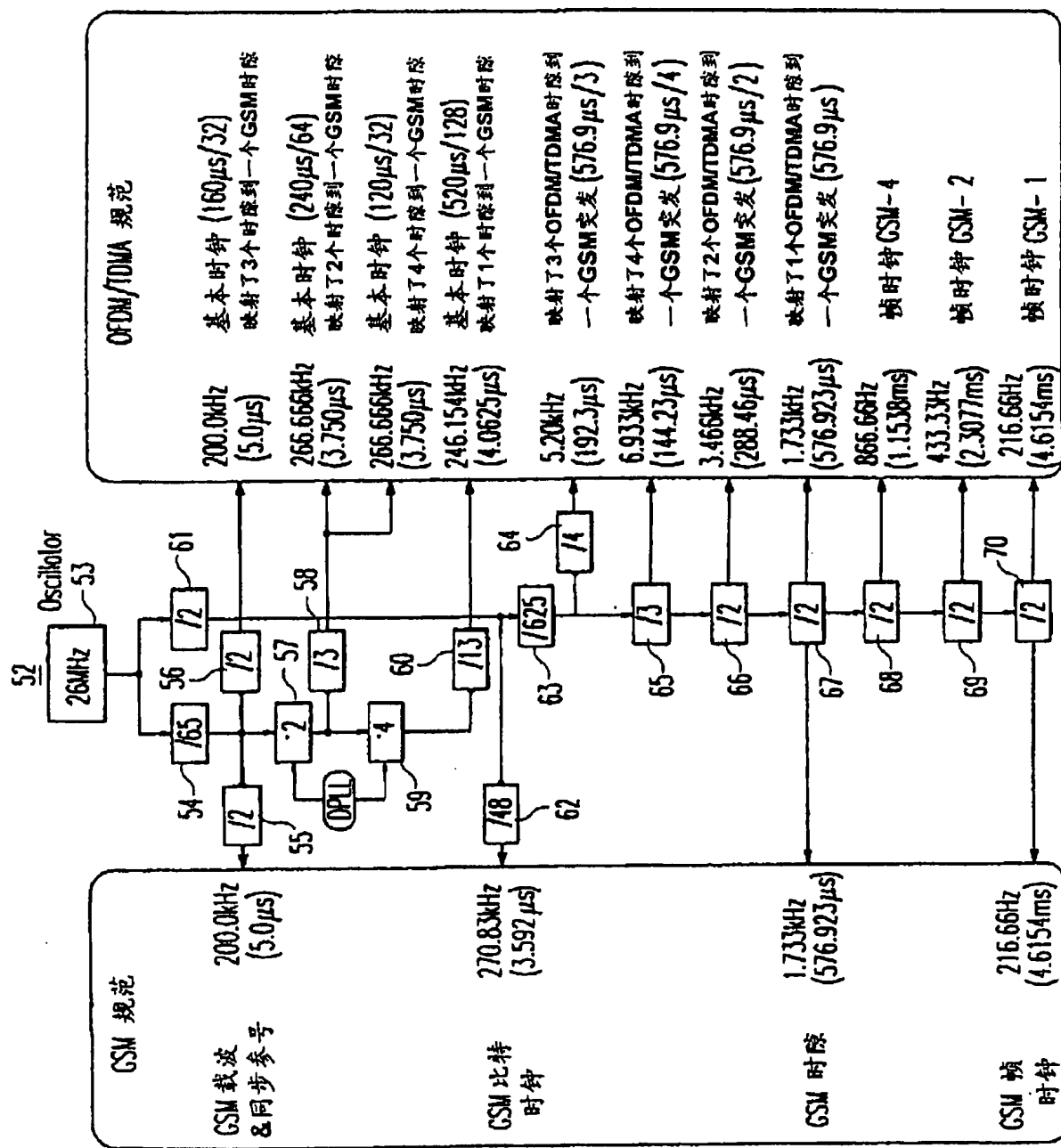


图 13

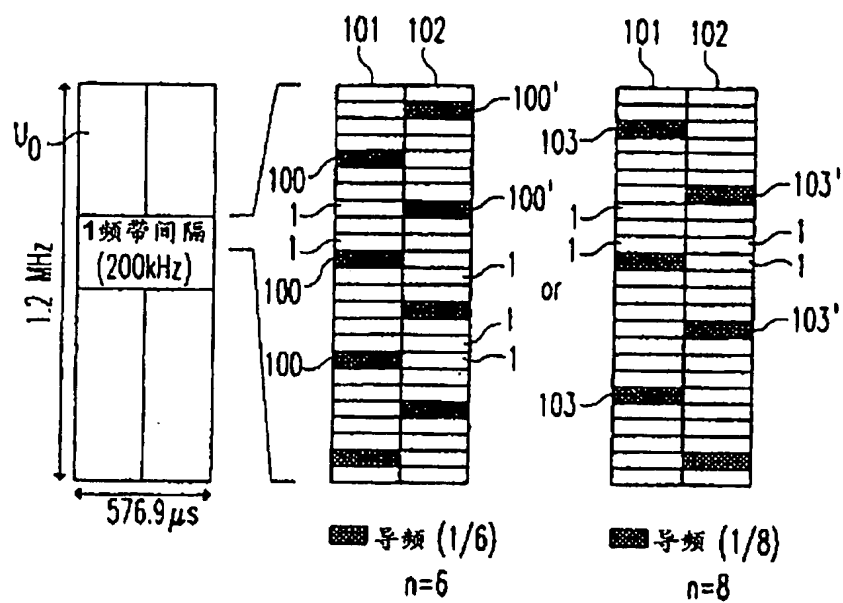
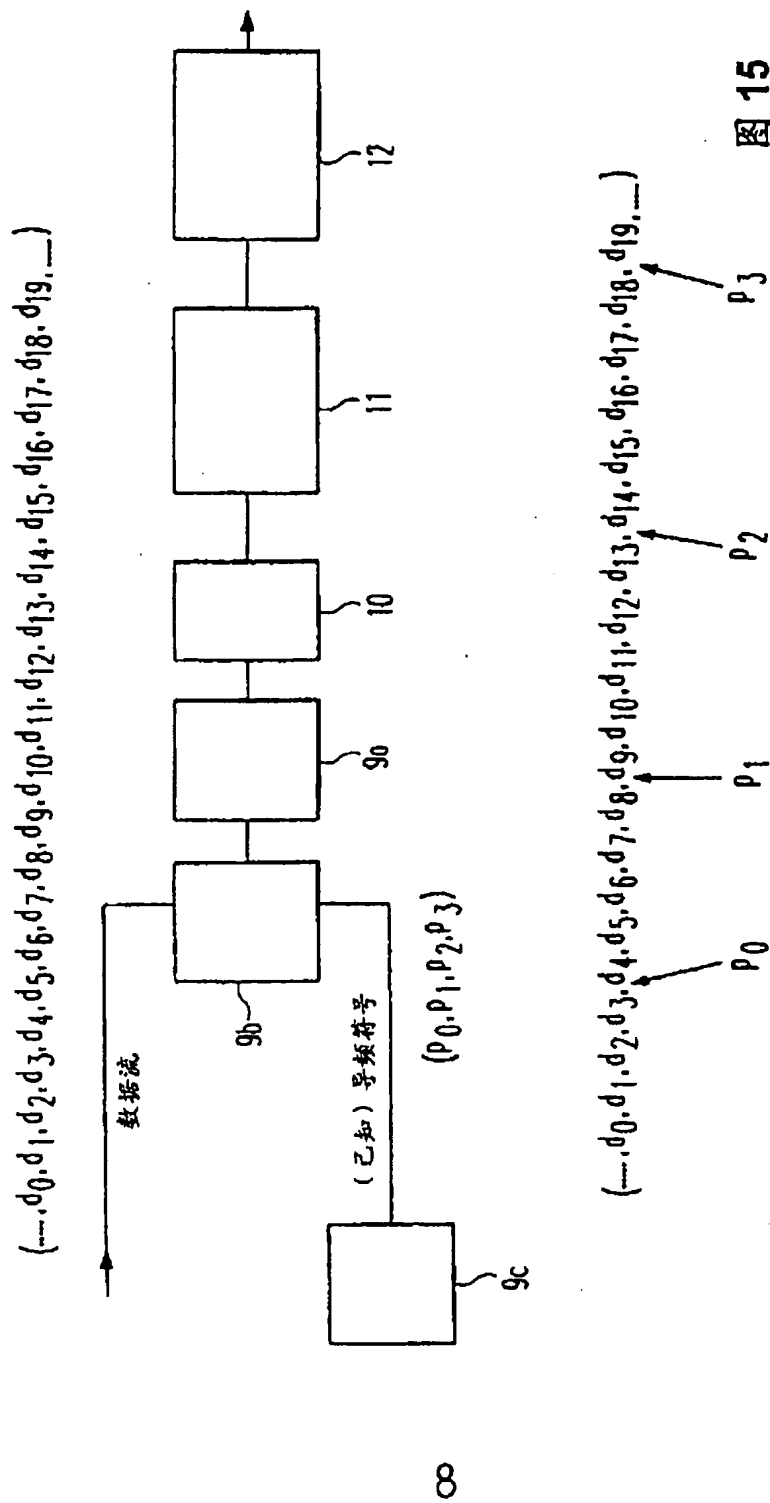


图 14A

图 14B

图 14C



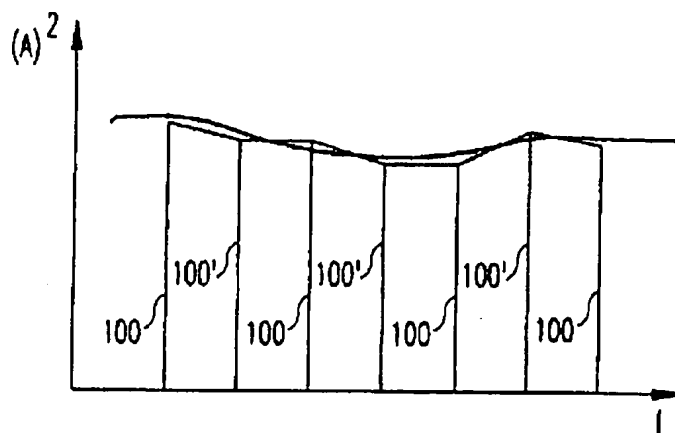


图 16

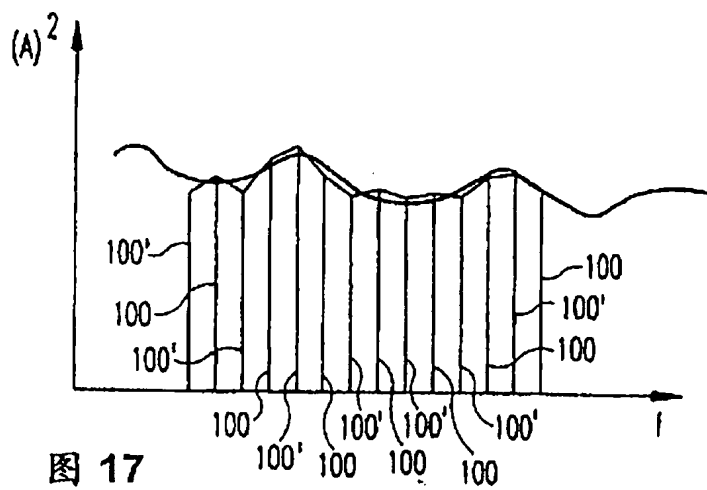


图 17